

Switched-mode power supply e.g. for video display unit

Patent Number: DE19811932
Publication date: 1999-09-23
Inventor(s): REHM MARKUS [DE]; RIESLE THOMAS [DE]; RILLY GERARD [DE]; RODRIGUEZ-DURAN JOSE-IGNACIO [DE]
Applicant(s): THOMSON BRANDT GMBH [DE]
Requested Patent: ☐ DE19811932
Application Number: DE1981011932 19980319
Priority Number (s): DE1981011932 19980319
IPC Classification: H02M3/28; H02M3/335
EC Classification: H02M1/00B9
Equivalents:

BEST AVAILABLE COPY

Abstract

A switched-mode power supply operates as a series resonant converter and has a series capacitor on the primary side to which both a voltage modulated at the mains frequency and a voltage modulated at the switching frequency of the switched-mode power supply are applied. The switched-mode power supply draws a current from the mains which is proportional to the load and has low harmonics, via the power factor correction circuit and as a function of the voltage present at the first capacitor. An Independent claim is included for a series resonant converter.

Data supplied from the esp@cenet database - I2



⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 198 11 932 A 1**

⑤ Int. Cl.⁶:
H 02 M 3/28
H 02 M 3/335

⑲ Aktenzeichen: 198 11 932.1
⑳ Anmeldetag: 19. 3. 98
㉑ Offenlegungstag: 23. 9. 99

DE 198 11 932 A 1

⑦ Anmelder:

Deutsche Thomson-Brandt GmbH, 78048
Villingen-Schwenningen, DE

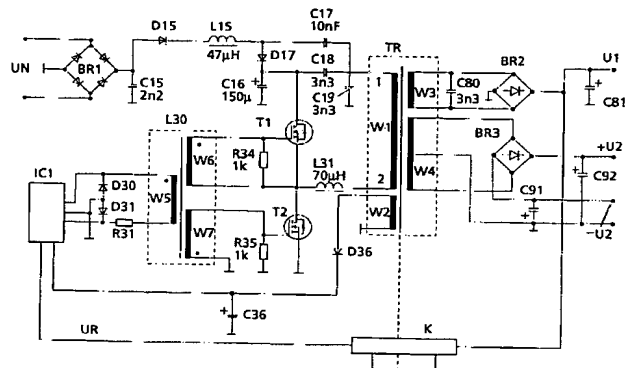
⑧ Erfinder:

Rehm, Markus, 78052 Villingen-Schwenningen, DE;
Riesle, Thomas, 78052 Villingen-Schwenningen,
DE; Rilly, Gerard, 78089 Unterkirnach, DE;
Rodriguez-Duran, Jose-Ignacio, 78050
Villingen-Schwenningen, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤④ Schaltnetzteil

⑤⑦ Das Schaltnetzteil arbeitet nach dem Resonanzwandlerprinzip und enthält einen ersten primärseitigen Kondensator (C19), an dem sowohl eine mit der Netzfrequenz als auch eine mit der Schaltfrequenz des Schaltnetzteils modulierte Spannung anliegt. Über diesen Kondensator wird über eine Power-Faktor-Korrekturschaltung (C15, D15, L15, D17, C17) ein lastproportionaler, oberwellenarmer Strom aus dem Netz (UN) gezogen, so daß künftige Normen zur Oberwellenbelastung des Netzes gehalten bzw. bei weitem unterboten werden. Der Resonanzwandler kann insbesondere als Serien-Parallel-Resonanzwandler ausgestaltet sein, wobei der Resonanzwandler im Normalbetrieb im wesentlichen über den seriellen Schwingkreis schwingt und in einem leistungsarmen Betrieb im wesentlichen über den parallelen Schwingkreis. Der Serien-Parallel-Resonanzwandler ist daher sehr gut geeignet für Geräte mit einem leistungsarmen Bereitschaftsbetrieb, wie beispielsweise Fernsehgeräte oder Computer-Monitore.



DE 198 11 932 A 1

Description

Die Erfindung geht aus von einem Schaltnetzteil mit einer Power-Faktor-Korrekturschaltung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 und einem Schaltnetzteil nach dem Oberbegriff des Anspruchs 9.

Schaltnetzteile, insbesondere solche für Geräte mit höherem Energieverbrauch, wie beispielsweise Bildwiedergabegeräte bewirken eine stark impulsförmige Belastung des Leitungsnetzes, die zu Oberwellenströmen auf dem Leitungsnetz führt. Diese Belastung tritt insbesondere auf in den Spannungsspitzen der sinusförmigen Netzspannung, in denen ein Speicherkondensator des Schaltnetztes nachgeladen wird. Um diese Belastung durch Oberwellenströme zu begrenzen, werden in den nächsten Jahren neue Vorschriften eingeführt für Geräte mit einem Leistungsverbrauch über 70 Watt. Zukünftige Schaltnetzteile müssen daher das Leitungsnetz anstatt mit einer impulsförmigen Belastung mit einem mehr kontinuierlichen Strom belasten. Die Oberwellenbelastung des Leitungsnetzes wird häufig auch durch einen sogenannten Power-Faktor angegeben.

Häufig werden Schaltnetzteile für Geräte verwendet, die einen Normalbetrieb höherer Leistung und einen leistungsarmen Betrieb aufweisen, wie z. B. Fernsehgeräte oder Computer-Monitore mit einem Bereitschaftsbetrieb oder Standby-Betrieb. Im Bereitschaftsbetrieb soll hierbei die Leistungsaufnahme des Gerätes möglichst gering sein, da dieser nur dazu dient, das Gerät in Bereitschaft zu halten, damit es im Falle einer vorgesehenen Benutzung möglichst schnell wieder in den Normalbetrieb übergeht. Das Schaltnetzteil muss hierdurch in einem sehr weiten Leistungsbereich arbeiten.

Schaltnetzteile mit verringerter Oberwellenbelastung des Netzes sind beispielsweise aus der EP 0 797 288 A1 und der EP-A-0 700 145 bekannt. Diese enthalten einen zweiten Stromweg mit einer Drossel, der mit einem eingangsseitigen Kondensator geringer Kapazität und über eine Diode mit einem Ladekondensator und mit einem Abgriff der Primärwicklung eines Transformators verbunden ist. Hierdurch wird im Betrieb des Schaltnetztes durch den Schalttransistor ein zusätzlicher zweiter Strom aus dem Netz gezogen, dessen Impulsdauer durch die Drossel erheblich verbreitert ist. Als Schaltnetzteil wird hier ein Sperrwandler mit einem Schalttransistor verwendet, der entweder mit einer festen Synchronfrequenz synchronisiert ist oder frei läuft.

Nachteilig ist hier, dass der Schalttransistor zusätzlich mit Strom und Spannung belastet wird, was eine grössere Dimensionierung erforderlich macht. Die zusätzlichen Bauteile der Power-Faktor-Korrekturschaltung, wie die Drossel, sind relativ gross dimensioniert. Zudem werden die Normen häufig nur in den spezifizierten Test-Konditionen eingehalten. Bei einer grösseren Leistungsaufnahme des Gerätes steigt die Oberwellenbelastung dann an. Ein freilaufendes Schaltnetzteil hat zudem den Nachteil, dass bei kleinerer Leistung, also bei höherer Schaltfrequenz, mehr Energie aus dem Netz gezogen wird als benötigt. Da hierdurch die Spannung an dem Ladekondensator weiter ansteigt, wird die Schaltfrequenz noch höher. Da die Spannung an diesem Speicherkondensator nicht kontrolliert wird, kann das Schaltnetzteil in einen kritischen Bereich geraten. Eine sehr kleine Leistung kann daher nicht ohne zusätzlichen Aufwand geregelt werden bei einem freilaufenden Netzteil mit einer Power-Faktor-Korrekturschaltung.

Aus der EP B1 0 275 698 ist ein frequenzbegrenzter Resonanzwandler bekannt, der unterhalb der Resonanzfrequenz arbeitet. Es enthält eine primärseitige Resonanzschaltung mit einem Kondensator und einer Induktivität, angeordnet an der Primärwicklung des Transformators. Es enthält weiterhin zwei an einem Ende der Primärwicklung angeordnete Schalter, die im Gegentakt betrieben werden. Mit einem Resonanzwandler kann die Schaltfrequenz des Schaltnetztes erheblich erhöht werden, wodurch insbesondere der Transformator des Schaltnetztes erheblich verkleinert werden kann. In "SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN", von Abraham I. Pressman, McGRAW HILL 1992 Seite 471-492, werden Prinzipien von Resonanzwandlern abgehandelt.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Schaltnetzteil der eingangs genannten Art anzugeben, das eine effiziente und kostengünstige Power-Faktor-Korrekturschaltung enthält und das insbesondere über einen weiten Ausgangsleistungsbereich arbeitet.

Diese Aufgabe wird durch die Merkmale der Ansprüche 1 und 9 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

Das Schaltnetzteil der Erfindung arbeitet nach dem Resonanzwandlerprinzip, und es enthält einen ersten primärseitigen Kondensator, an dem sowohl eine mit der Netzfrequenz als auch eine mit der Schaltfrequenz des Schaltnetzteils modulierte Spannung anliegt. Dieser Kondensator ist also Teil des Resonanzkreises, und je nach ausgangsseitiger Belastung zieht der Resonanzkreis des Resonanzwandlers über die Power-Faktor-Korrekturschaltung einen lastproportionalen, oberwellenarmen Strom aus dem Netz. Da der Resonanzwandler mit einer Sinusspannung schwingt und nicht mit rechteckförmigen Signalen einen Strom aus dem Netz bzw. der Power-Faktor-Korrekturschaltung zieht, wie dies bei Sperrwandlern der Fall ist, ist diese Arbeitsweise sehr verlust- und störungsarm. Dieser Kondensator ist vorteilhafterweise zwischen die Power-Faktor-Korrekturschaltung und der Primärwicklung des Transformators geschaltet und ist ein die Resonanzfrequenz des Resonanzwandlers mitbestimmendes Bauteil.

Die Power-Faktor-Korrekturschaltung benötigt nur eine Drossel mit niedriger Induktivität, über die den Spannungsverhältnissen entsprechend der erste Kondensator des Resonanzkreises oder ein Speicherkondensator nachgeladen wird. Sie enthält vorteilhafterweise einen Kondensator, der eine Strombegrenzung bewirkt zwischen der Drossel und dem ersten Kondensator.

Es Schaltnetzteil eignet sich insbesondere ein Resonanzwandler nach dem Serien-Parallel-Resonanzwandlerprinzip. Dieser kann so abgestimmt werden, dass dessen Resonanzfrequenz im Normalbetrieb bei höherer Leistung im wesentlichen durch die serielle Kapazität und im leistungsarmen Betrieb im wesentlichen durch die parallele Kapazität bestimmt ist. Hierdurch eignet es sich insbesondere für Bildwiedergabegeräte mit einem Bereitschaftsbetrieb.

Durch die Verwendung von zwei Schalttransistoren als Halbbrücke kann die Spannungsbelastung über jedem Schalttransistor niedrig gehalten werden, so dass preisgünstige Feldeffekttransistoren verwendet werden können. Hierdurch werden Schaltfrequenzen von über 300 kHz bis zu etwa einem MHz ermöglicht. Die Verwendung einer Halbbrücke hat den weiteren Vorteil, dass der Transformator in beide Magnetisierungsrichtungen angesteuert wird, wodurch die Transformatorgröße halbiert werden kann und eine Entmagnetisierung während des Betriebes entfällt.

Ein Resonanzwandler, insbesondere ein Serien-Parallel-Resonanzwandler, ist daher in idealer Weise geeignet für Bildwiedergabegeräte mit Bereitschaftsbetrieb, wie beispielsweise Fernsehgeräte oder Computer-Monitore.

Im folgenden wird die Erfindung beispielhaft anhand der Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Schaltbild eines Serien-Parallel-Resonanzwandlers,

Fig. 2 Netzbelastung des Serien-Parallel-Resonanzwandlers nach der Fig. 1 mit Power-Faktor-Korrekturschaltung und

Fig. 3 Netzbelastung des Serien-Parallel-Resonanzwandlers nach Fig. 1 ohne Power-Faktor-Korrekturschaltung.

Das Schaltnetzteil der Fig. 1 enthält einen ersten Transformator TR mit primärseitigen Wicklungen W1, W2 und sekundärseitigen Wicklungen W3 und W4. Er bewirkt eine Netztrennung zwischen Primärseite und Sekundärseite, Anwendungen ohne Netztrennung sind aber ebenfalls möglich. Eingangsseitig enthält das Schaltnetzteil ein Gleichrichterelement BR1, das mit der Netzspannung UN in Verbindung steht. Die Wicklung W1 ist als Primärwicklung angeordnet, die die Leistung zu den Sekundärwicklungen W3 und W4 überträgt, an denen ausgangsseitige Verbraucher angeordnet sind.

Zwischen dem Gleichrichterelement BR1 und der Primärwicklung W1 ist eine Power-Faktor-Korrekturschaltung mit einem Stromweg angeordnet, über die zwei frequenzbestimmende Kondensatoren C18 und C19 eines Serienresonanzkreises und ein Ladekondensator C16 nachgeladen werden. Die Power-Faktor-Korrekturschaltung enthält einen Filterkondensator C15 niedriger Kapazität, der im wesentlichen nur die Störungen ausfiltert. Mit diesem über eine Diode D15 verbunden ist eine Drossel L15, durch die die Stromimpulse, die das Schaltnetzteil aus dem Netz UN zieht, verbreitert werden. Diese Drossel lädt den Kondensator C19, wenn dessen Spannung geringer ist als die Spannung über dem Kondensator C15, wodurch gleichzeitig in ihr magnetische Energie gespeichert wird. Ist die Spannung über dem Kondensator C19 höher, so wird die Energie der Drossel L15 über eine Diode D17 auf einen

Ladekondensator C16 hoher Kapazität weitergegeben, der das Schaltnetzteil zusätzlich mit Energie versorgt. Zwischen der Drossel L15 und dem Kondensator C19 ist zusätzlich ein Kondensator C17 geringer Kapazität geschaltet, der eine Strombegrenzung bewirkt. Der Kondensator C18, der ebenfalls ein frequenzbestimmendes Element des Resonanzkreises ist, ist zwischen den Ladekondensator C16 und den ersten Kondensator C19 geschaltet und wird ebenfalls abhängig von den Spannungsverhältnissen an den Kondensatoren C16 und C19 aufgeladen. Die Power-Faktor-Korrekturschaltung lädt also hierdurch je nach den gerade anliegenden Spannungsverhältnissen die Kondensatoren C16, C18 und C19 auf.

Das Schaltnetzteil enthält zwei Schalttransistoren T1 und T2, wobei der Schalttransistor T1 zwischen die beiden Enden 1, 2 der Primärwicklung W1 geschaltet ist, und der Transistor T2 zwischen einem Referenzpotential, in diesem Ausführungsbeispiel Masse, und dem Ende 2 der Wicklung W1, das dem Netzeingang abgewandt ist. Die Schalttransistoren arbeiten im Gegentaktbetrieb und bilden eine Halbbrücke. Dies hat den Vorteil, dass die beiden Transistoren nur die halbe Spannung vertragen müssen im Vergleich zu einem Schaltnetzteil mit einem Schalttransistor. In diesem Ausführungsbeispiel liegt die Spannungsbelastung der Schalttransistoren nur bei maximal 400 Volt. Dies ist optimal für MOS-FET-Transistoren die sehr gut für hohe Schaltfrequenzen geeignet sind und zudem bei halber Spannungsfestigkeit viel billiger sind und einen geringeren Durchgangswiderstand haben.

Das Schaltnetzteil arbeitet als Serien-Parallel- Resonanzwandler und enthält einen seriellen Kreis mit frequenzbestimmenden Kapazitäten C18 und C19 und einer Spule L31. Der Parallelkreis ist an der Wicklung W3 angeordnet, zu der ein Kondensator C80 parallel geschaltet ist. Stets vorhandene Streukapazitäten und Streuinduktivitäten können die Resonanzfrequenz zusätzlich beeinflussen. Die beiden Resonanzkreise sind hierbei so abgestimmt, dass die Parallelresonanzfrequenz bei 330 kHz liegt und die Serienresonanzfrequenz bei 230 kHz.

Je nach Belastung des Schaltnetzteiles werden hierbei die Resonanzen dieser Resonanzkreise unterschiedlich angeregt. Bei starker Belastung des Schaltnetzteiles ist der Parallelresonanzkreis an der Wicklung W3 stark bedämpft, so dass das Schaltnetzteil im wesentlichen über den Serienresonanzkreis schwingt. In diesem Fall wird von dem Serienresonanzkreis ein hoher Strom über die Power-Faktor-Korrekturschaltung aus dem Netz gezogen.

Ist die ausgangsseitige Belastung des Schaltnetzteiles sehr gering, so ist der Parallelkreis an der Wicklung W3 nur gering bedämpft. Die Spannung an dem Kondensator C19 ändert sich hingegen nur wenig, so dass der Resonanzwandler im wesentlichen auf dem Parallelresonanzkreis schwingt. Da der Resonanzwandler oberhalb der Resonanzfrequenzen arbeitet, in diesem Ausführungsbeispiel zwischen 300 kHz bei hoher Last und bis zu über 700 kHz bei geringer Last, kann der Transformator TR sehr kompakt ausgeführt werden. Zudem wird der Transformator durch die Halbbrücke in beide Magnetisierungsrichtungen angesteuert, so dass hierdurch seine Grösse zusätzlich halbiert werden kann. Hierdurch können insbesondere kleine planare Transformatoren verwendet werden, die einen Ferritkern und Wicklungen auf durchkontaktierten Leiterplatten enthalten.

Da der Transformator TR in beide Magnetisierungsrichtungen angesteuert wird, müssen ausgangsseitig an den Wicklungen W3 und W4 Brückengleichrichter BR2 und BR3 angeordnet werden. In diesem Ausführungsbeispiel erzeugen die Wicklung W3 eine Systemspannung U1 und die Wicklung W4 zwei Ausgangsspannungen $\pm U_2$ für ein Fernsehgerät.

Die Regelung des Schaltnetzteiles wird durch eine integrierte Schaltung IC1 erzeugt, die hier auf eine Ausgangsspannung, in diesem Ausführungsbeispiel die Spannung U1, regelt, mit der die integrierte Schaltung über ein Koppellement K, z. B. ein Optokoppler, verbunden ist. Über einen Treibertransformator L30 werden die Schalttransistoren T1, T2 durch die integrierte Schaltung IC1 angesteuert. Der Treibertransformator ist eingangsseitig über seine Wicklung WS mit der integrierten Schaltung IC1 verbunden, und ausgangsseitig über zwei symmetrische Wicklungen W6, W7, die im Gegentakt arbeiten, mit den Eingängen der beiden Schalttransistoren T1, T2. Eingangsseitig sind an dem Treibertransformator L30 Dioden D30, D31 und ein Widerstand R31 angeordnet zur Vermeidung von hohen Induktionsspannungen bei den Schaltvorgängen.

Über die Wicklung W2, einer Diode D36 und einem glättenden Kondensator C36 wird die integrierte Schaltung IC1 mit einer Betriebsspannung versorgt. Das Schaltnetzteil enthält weiterhin eine Anlaufschaltung, in der Fig. 1 nicht dargestellt, wie aus früheren Schaltnetzteilen bekannt.

Die Schalttransistoren T1 und T2 werden hierbei von der integrierten Schaltung IC1 derart angesteuert, dass der Strom diskontinuierlich bzw. lückend (discontinuous conduction mode, DCM) ist. Beispielsweise kann deren Tastverhältnis 40% zu 40% betragen mit 20% Unterbrechung. Hierdurch wird unter allen Umständen vermieden, dass beide Schalttransistoren gleichzeitig leiten.

Die Regelcharakteristik des Serien-Parallel-Resonanzwandlers ist derart, dass er bei niedriger Belastung mit hoher Frequenz arbeitet und bei hoher Belastung mit niedriger Frequenz. Die integrierte Schaltung IC1 variiert hierzu die Schaltfrequenz in Abhängigkeit des Regelsignales UR.

Durch die Schalttransistoren T1 und T2 wird also eine Schwingung angetrieben in dem seriellen Resonanzkreis mit den frequenzbestimmenden Komponenten Spule L31 und Kondensatoren C18 und C19 und dem Parallelresonanzkreis mit den frequenzbestimmenden Bauteilen Kondensator C80 und Spule L31. An den Kondensatoren C18 und C19 liegen deshalb nur sinusförmige Spannungen, deren Schwingungsamplitude proportional der Ausgangslast sind. Hierdurch wird über die Power-Faktor-Korrekturschaltung zum einen nur ein Strom gezogen, der auch wirklich benötigt wird, und zum anderen treten keine Schaltspitzen auf. Dies ist ein wesentlicher Unterschied zu Schaltnetzteilen nach dem Sperrwandlerprinzip, bei denen die Power-Faktor-Korrekturschaltung aufwendiger und insbesondere die Komponenten grösser sind. Besonders nachteilig an einem Sperrwandler ist, dass er einen reinen Schaltbetrieb aufweist.

Die Drossel L15 kann hierdurch wesentlich geringer dimensioniert werden, in diesem Ausführungsbeispiel beträgt dessen Volumen nur ca. ein fünfzigstel der Drossel bei einem Sperrwandler vergleichbarer Leistung. Zudem werden die Anforderungen an die Power-Faktor-Korrektur spielend unterboten, wie nachfolgend anhand der Fig. 2 und Fig. 3 ausgeführt wird. Zudem wird die Leistungs-Faktor-Korrektur bei grösserer Leistung besser, was zwar nicht von der künftigen Norm gefordert wird, ökologisch aber viel sinnvoller ist. Da über die Power-Faktor-Korrekturschaltung ein lastproportionaler Strom gezogen wird, kann an dem Speicherkondensator C16 keine Spannungsüberhöhung auftreten.

Zwischen den Filterkondensator C15 und den Speicherkondensator C16 kann noch eine Diode angeordnet werden, über die beim Einschalten der Speicherkondensator C16 schneller aufgeladen wird. In diesem Ausführungsbeispiel ist diese Diode aber nicht notwendig, da die Induktivität der Drossel L15 derart gering ist, dass kein verzögertes Einschalten des Schaltnetzteiles auftritt.

Die frequenzbestimmende Kapazität des Serienresonanzkreises wird durch die zwei Kondensatoren C18, C19 bewirkt, die als Spannungsteiler in Bezug auf den Speicherkondensator C16 geschaltet sind.

In der Fig. 2a ist die Netzspannung UN mit einer halben Periode dargestellt, Phase P von Null bis 180 DEG, wie sie in etwa an dem Filterkondensator C15 anliegt. Die Kurve I2 ist der Strom, der von dem Schaltnetzteil der Fig. 1 ohne Power-Faktor-Korrekturschaltung gezogen wird bei einer Leistung von 65W am Ausgang U1. Es ist ein spitzer, schmaler Impuls mit einer hohen Amplitude von 2,6 A, der im Maximum der Netzspannung UN auftritt und nur einen kleinen Phasenbereich umfasst.

In der Fig. 3a sind die Verhältnisse mit Power-Faktor-Korrekturschaltung angegeben. Der Strom I3 der über die Power-Faktor-Korrekturschaltung aus dem Netz gezogen wird, hat jetzt einen sehr flachen Verlauf. Er beträgt im Maximum nur noch 0,8 A und erstreckt sich über einen wesentlichen Bereich der Phase von 0 bis 180 DEG. Hierdurch werden die Vorschriften für die Power-Faktor-Korrektur spielend eingehalten, wie aus der Fig. 3b hervorgeht. Die Harmonischen H liegen deutlich unter den Grenzwerten G und sind insbesondere ab der neunten Harmonischen praktisch nicht mehr vorhanden. Ohne Power-Faktor-Korrekturschaltung werden die Grenzwerte G erheblich überschritten, wie aus der Fig. 2b hervorgeht.

Zusammengefasst hat der Serien-Parallel-Resonanzwandler mit Halbbrücke folgende Vorteile: Es sind Schaltfrequenzen bis über ein 1 MHz möglich, da keine Einschaltverluste vorhanden sind. Es kann ein kleiner Leistungstransformator in planarer Technologie mit geringen Verlusten verwendet werden aufgrund der hohen Schaltfrequenz (300 kHz-700 kHz). Die Spannung an den beiden Schalttransistoren beträgt maximal 400 V. Der Regelbereich des Serien-Parallel-Resonanzwandlers über den Frequenzbereich ist sehr gross. Der Frequenzbereich beträgt beispielsweise in dem Ausführungsbeispiel 715 kHz-310 kHz bei einer Ausgangsleistung von 1 Watt bis 90 Watt bei 268 V bis 180 V Netzspannung. Der Eingangsspannungs-Last-Variationsfaktor beträgt hierbei 134 bei einem Frequenzvariationsfaktor von etwa 2,3.

Ein Sperrwandler vergleichbarer Leistung hat erheblich schlechtere Eigenschaften: Die Schaltfrequenz des Sperrwandlers ist auf maximal etwa 150 kHz beschränkt, da die Schaltverluste mit zunehmender Frequenz zu hoch werden. Der Leistungstransformator ist daher recht gross und hat relativ grosse Verluste. Die Spannung am Schalttransistor ist sehr hoch (über 800 V). Der Regelbereich für kontinuierliche Frequenz ist begrenzt: Beispielsweise beträgt dessen Ausgangsleistung 15 Watt bis 90 Watt bei 264 bis 180 V Netzspannung, wobei eine Frequenzvariation von 40 kHz bis 150 kHz stattfindet. Der Eingangsspannungs-Last- Variationsfaktor beträgt hierdurch nur etwa 9 bei einem Frequenzvariationsfaktor von 3,8.

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

Claims

1. Schaltnetzteil, insbesondere für ein Bildwiedergabegerät, mit einem Gleichrichterelement (BR1), das über eine Power-Faktor-Korrekturschaltung mit einem ersten Transformator (TR) in Verbindung steht, dadurch gekennzeichnet, dass das Schaltnetzteil als Resonanzwandler arbeitet, und dass es einen ersten primärseitigen Kondensator (C18, C19) enthält, an dem sowohl eine mit der Netzfrequenz als auch eine mit der Schaltfrequenz des Schaltnetzteils modulierte Spannung anliegt.
2. Schaltnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Schaltnetzteil in Abhängigkeit von der an dem ersten Kondensator (C18, C19) anliegenden Spannung über die Power-Faktor-Korrekturschaltung (C15, D15, L15, D17, C17) einen lastproportionalen, oberwellenarmen Strom aus dem Netz zieht.
3. Schaltnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der erste Kondensator (C18, C19) zwischen die Power-Faktor-Korrekturschaltung (C15, D15, L15, D17, C17) und den Transformator (TR) geschaltet ist.
4. Schaltnetzteil nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der erste Kondensator (C18, C19) ein die Resonanzfrequenz des Resonanzwandlers mitbestimmendes Bauteil ist.
5. Schaltnetzteil nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Power-Faktor-Korrekturschaltung einen Filterkondensator (C15) niedriger Kapazität, der mit dem Brückengleichrichter (BR1) verbunden ist, und eine Drossel (L15) umfasst, die über eine Diode (D15) mit dem Filterkondensator (C15) verbunden ist, und die den ersten Kondensator (C18, C19) nachlädt, wenn dessen Spannung geringer ist als die Spannung über dem Filterkondensator (C15), und dass die Drossel (L15) über eine Diode (D17) einen Speicherkondensator (C16) nachlädt, wenn die Spannung an dem ersten Kondensator (C19) höher ist.
6. Schaltnetzteil nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen der Drossel (L15) und dem ersten Kondensator (C19) ein Kondensator (C17) zur Strombegrenzung geschaltet ist.
7. Schaltnetzteil nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Resonanzwandler als Halbbrücke, insbesondere mit zwei Feldeffekttransistoren (T1, T2) als Schalttransistoren, aufgebaut ist.
8. Schaltnetzteil nach Anspruch 1 oder 7, dadurch gekennzeichnet, dass der Resonanzwandler ein Serienresonanzwandler oder ein Serien- Parallelresonanzwandler ist.
9. Schaltnetzteil für ein Gerät mit einem Normalbetrieb und einem leistungsarmen Betrieb, z. B. einem Bereitschaftsbetrieb, dadurch gekennzeichnet, dass das Schaltnetzteil als Serien-Parallel-Resonanzwandler arbeitet, wobei dessen Resonanzfrequenz im Normalbetrieb im wesentlichen durch den Serienresonanzkreis (C18, C19, L31), und im leistungsarmen Betrieb im wesentlichen durch den Parallelresonanzkreis (C80, L31) bestimmt ist.
10. Schaltnetzteil nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass im Serienresonanzkreis eine frequenzbeeinflussende Spule (L31) und zwei als Spannungsteiler geschaltete, frequenzbeeinflussende Kondensatoren (C18, C19) angeordnet sind.
11. Schaltnetzteil nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass der Parallelresonanzkreis einen frequenzbestimmenden Kondensator (C80) umfasst, der ausgangsseitig parallel zu einer Sekundärwicklung (W3) eines ersten Transformators (TR), auf deren Ausgangsspannung (U1) geregelt wird, angeordnet ist.
12. Schaltnetzteil nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass der Resonanzwandler als Halbbrücke, insbesondere mit zwei Feldeffekttransistoren (T1, T2) als Schalttransistoren, aufgebaut ist.
13. Schaltnetzteil nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die Schalttransistoren (T1, T2) von einer integrierten Schaltung (IC1) über einen Treibertransformator (L30) angesteuert werden, der ausgangsseitig zwei symmetrische Wicklungen (W6, W7) für einen Gegentaktbetrieb enthält.

14. Schaltnetzteil nach Anspruch 7 oder Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der eine der beiden Schalttransistoren (T1) zwischen die beiden Anschlüsse (1, 2) der Primärwicklung (W1) eines ersten Transformators (TR) geschaltet ist und der andere (T2) zwischen einem Referenzpotential und dem Ende (2) der Primärwicklung (W1), das dem Netzeingang (UN) abgewandt ist.

15. Schaltnetzteil nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltfrequenz des Resonanzwandlers von einer Schaltung, insbesondere von einer integrierten Schaltung (IC1) oberhalb der Resonanzfrequenz gehalten wird und die einen diskontinuierlichen Strom liefert.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

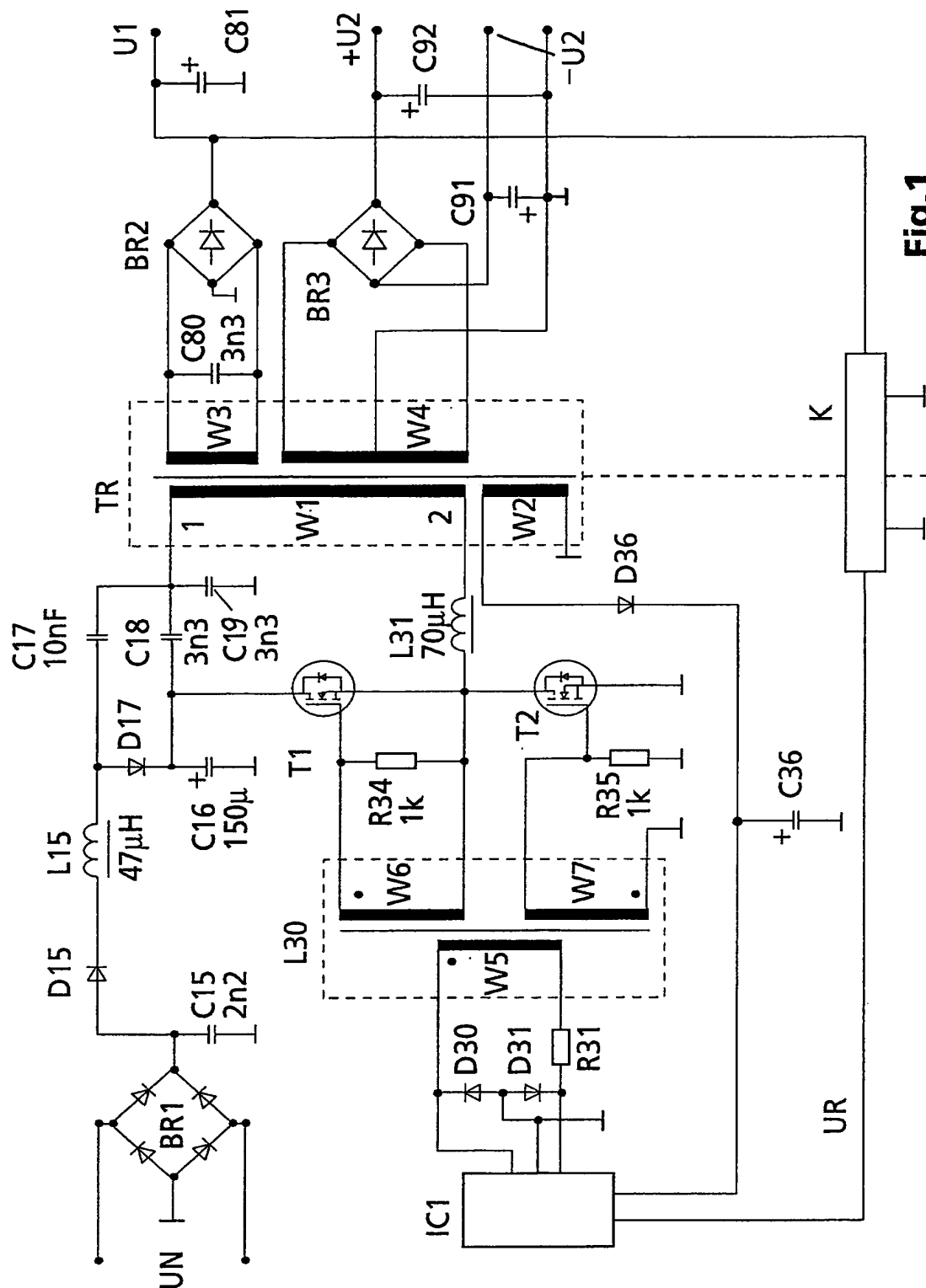
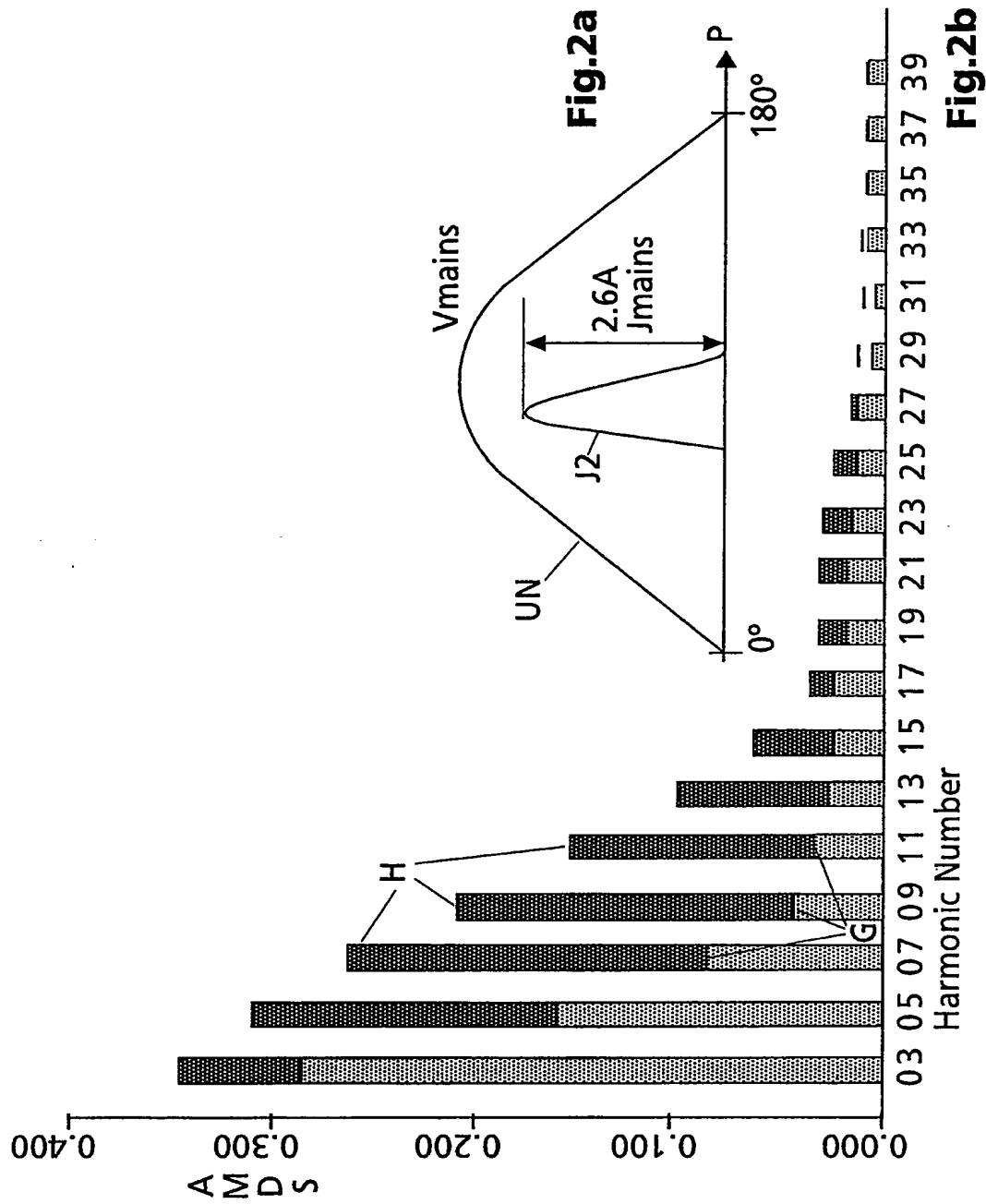


Fig. 1



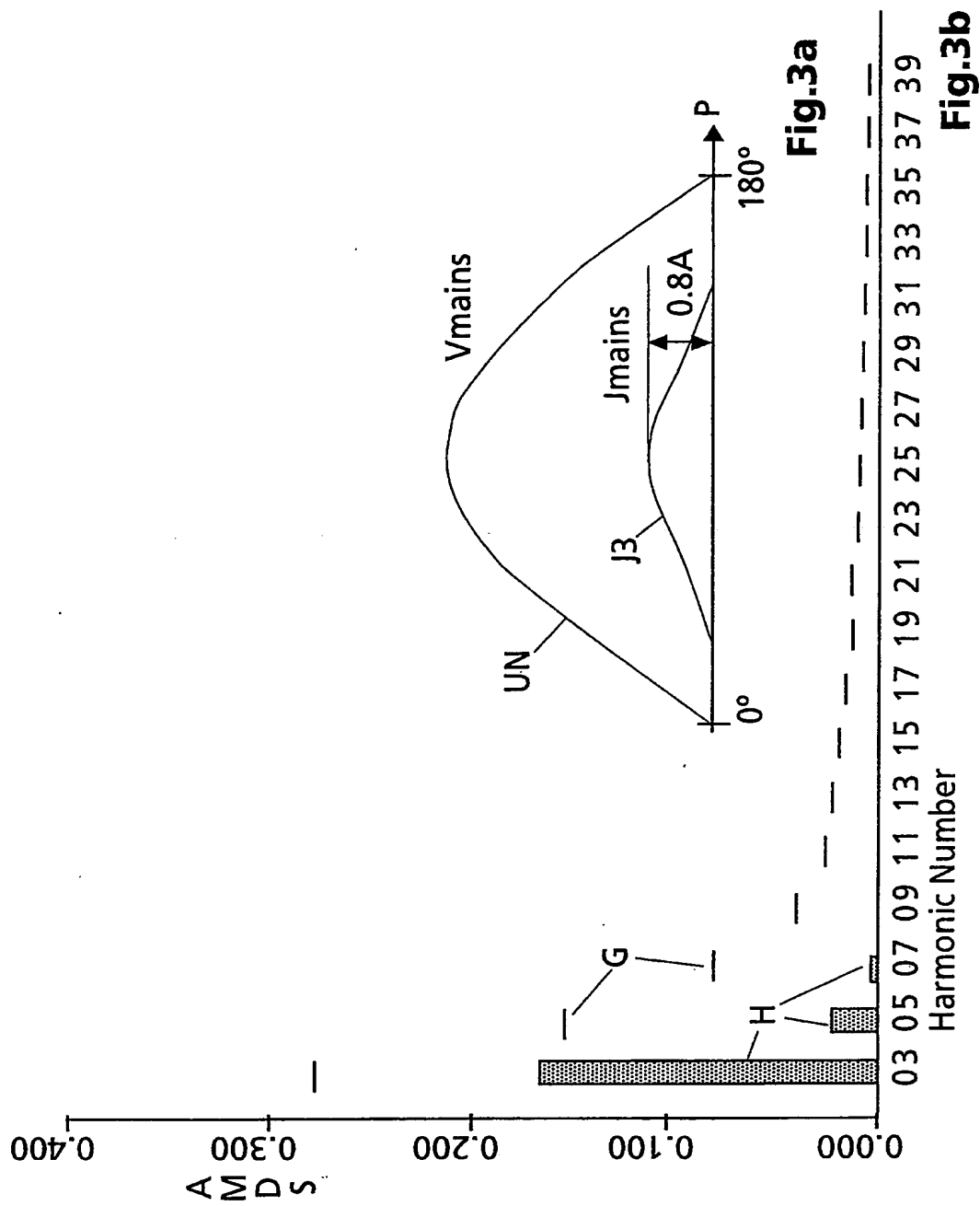


Fig.3b

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☒ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☒ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.